

DIALOG(R)File 351:Derwent WPI  
(c) 2005 Thomson Derwent. All rts. reserv.

010207479 \*\*Image available\*\*

WPI Acc No: 1995-108733/199515

XRFX Acc No: N95-085955

**Transmission line resonator for radio frequency filters - includes coupling points on transmission line between which reactive circuit is connected in parallel with reactance value changed with control voltage**

Patent Assignee: FILTRONIC LK OY (FILT-N); LK PROD OY (LKLK-N)

Inventor: NIIRANEN E

Number of Countries: 009 Number of Patents: 008

Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Week
EP 643435	A2	19950315	EP 94306651	A	19940909	199515 B
FI 9303987	A	19950311	FI 933987	A	19930910	199522
JP 7154110	A	19950616	JP 94217403	A	19940912	199533
FI 95851	B	19951215	FI 933987	A	19930910	199603
EP 643435	A3	19951206	EP 94306651	A	19940909	199619
US 5594395	A	19970114	US 94303840	A	19940909	199709
EP 643435	B1	20010627	EP 94306651	A	19940909	200137
DE 69427563	E	20010802	DE 627563	A	19940909	200151
			EP 94306651	A	19940909	

Priority Applications (No Type Date): FI 933987 A 19930910

Cited Patents: No-SR.Pub; EP 520641; FR 2248621; US 4186360

Patent Details:

Patent No	Kind	Lan	Pg	Main IPC	Filing Notes
EP 643435	A2	E	9	H01P-007/00	
Designated States (Regional): CH DE DK FR GB LI					
FI 9303987	A			H01P-007/00	
JP 7154110	A		7	H01P-007/00	
FI 95851	B			H01P-007/00	Previous Publ. patent FI 9303987
EP 643435	A3			H01P-007/00	
US 5594395	A		7	H03H-007/01	
EP 643435	B1	E		H01P-007/00	
Designated States (Regional): CH DE DK FR GB LI					
DE 69427563	E			H01P-007/00	Based on patent EP 643435

Abstract (Basic): EP 643435 A

The transmission line resonator has a reactance selectively connectable in parallel to it. The reactance is conductively coupled to the transmission line resonator. The transmission line is connectable to the parallel reactance at two coupling points (1,2) in between which a part (TLIN2) of the length of the transmission line is included.

A change takes place in a value of the reactance in response to an external control direct voltage (V+), whereby a change in the reactance value leads to a change in the resonance frequency of the transmission line resonator.

USE/ADVANTAGE - E.g. in vehicular and mobile hand phones. Provides electrical frequency control coupling in transmission line resonator which is simple to implement and enables reduction in filter size without further damaging electrical properties.

Dwg.2/5

Abstract (Equivalent): US 5594395 A

A filter, comprising:  
a transmission line resonator;  
a reactance; and

**BEST AVAILABLE COPY**

coupling means for selectively coupling said reactance in parallel with a portion of said transmission line resonator such that said reactance is conductively coupled to a part of said transmission line resonator between two coupling points along a part of the length of the transmission line resonator.

Dwg.3/5

Title Terms: TRANSMISSION; LINE; RESONANCE; RADIO; FREQUENCY; FILTER;  
COUPLE; POINT; TRANSMISSION; LINE; REACT; CIRCUIT; CONNECT; PARALLEL;  
REACTANCE; VALUE; CHANGE; CONTROL; VOLTAGE

Derwent Class: W01; W02

International Patent Class (Main): H01P-007/00; H03H-007/01

International Patent Class (Additional): H01P-001/20

File Segment: EPI

Manual Codes (EPI/S-X): W01-C01D3A; W02-A03A; W02-A05; W02-A08; W02-C03C1C;  
W02-G03A1

?

19 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT

12 Übersetzung der  
europäischen Patentschrift

97 EP 0 643 435 B 1

10 DE 694 27 563 T 2

51 Int. Cl.<sup>7</sup>:  
H 01 P 7/00

- 21 Deutsches Aktenzeichen: 694 27 563.8  
96 Europäisches Aktenzeichen: 94 306 651.4  
96 Europäischer Anmeldetag: 9. 9. 1994  
97 Erstveröffentlichung durch das EPA: 15. 3. 1995  
97 Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung beim EPA: 27. 6. 2001  
47 Veröffentlichungstag im Patentblatt: 29. 5. 2002

- 30 Unionspriorität:  
933987 10. 09. 1993 FI
- 73 Patentinhaber:  
Filtronic LK Oy., Kempele, FI
- 74 Vertreter:  
Walter, H., Dipl.-Ing., Pat.-Anw., 81243 München
- 84 Benannte Vertragsstaaten:  
CH, DE, DK, FR, GB, LI

- 72 Erfinder:  
Niiranen, Erkki, FI-91100 Ii, FI

- 54 Abstimmbarer Filter

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

DE 694 27 563 T 2

DE 694 27 563 T 2

Die Verwendung von Übertragungsleitungsresonatoren, im vorliegenden Zusammenhang gewickelte, koaxiale oder Streifenleitungsresonatoren, in Filtern im Frequenzbereich von 50 bis 2000 MHz ist allgemein bekannter Stand der Technik. Mit Koaxialresonatoren, die typischerweise beispielsweise Keramik und gewickelte Resonatoren sind, werden in geringem Umfang gute Hochfrequenzeigenschaften erhalten. Durch Reihenkopplung verschiedener Resonatoren können in der Hochfrequenztechnologie verwendete Filter implementiert werden und solche Filter werden für sehr unterschiedliche Typen von Rundfunkgeräten benötigt. Streifenleitungsresonatoren und Mikrostreifenresonatoren werden in großem Umfang von etwa 1GHz an aufwärts verwendet. Typischerweise werden im Frequenzbereich von 50 MHz bis 1,5 GHz gewickelte Resonatoren verwendet. Ein gewickelter Resona-

tor wird typischerweise durch Wickeln von mit Silber beschichtetem Kupferdraht hergestellt und die Wicklung wird in einem mit Metall beschichtetem Gehäuse angeordnet, wobei die Isolierung der Wicklung gegenüber dem Gehäuse durch Luft erfolgt.

Die Hersteller von Rundfunkgeräten bestehen auf Filtern, die eine geringere Höhe oder zumindest ein geringeres Volumen als bisher haben, trotzdem aber gleiche Wirksamkeit wie bisher haben. Ein kleineres Filtervolumen kann durch die Reduktion der Anzahl der Resonatoren im Filter oder durch den Einbau von Resonatoren geringerer Größe in das Filter erreicht werden. Die Verringerung der Anzahl der Resonatoren ist in der Praxis oft dahezu unmöglich und die Verringerung ihrer Größe bedeutet in der Praxis, dass die Resonatoren durch solche mit geringeren elektrischen Eigenschaften ersetzt werden.

Bei Fahrzeug- und Handtelefonen von Telefonzellensystemen, werden viele unterschiedliche Filter verwendet. In den NMT-Telefonen, wie sie in Skandinavien verwendet werden, kommt eine Bandbreite von 25 MHz zur Anwendung, während in den E-TACS-Systemen, wie sie in Großbritannien zur Anwendung kommen, die Bandbreite 33 MHz beträgt. Wegen der Bandbreite und verschiedener von dem System herrührender technischer Gründe sind die Filter, die für das E-TACS-System gefertigt werden, größer als die Filter für das NMT-System oder das AMPS-System (das US-System). Typischerweise schließt ein Rx-Filter eines NMF-Handtelefons vier Resonatoren ein, während ein entsprechendes Rx-Filter eines E-TACS-Handtelefons mit fünf Resonatoren ausgestattet sein kann. Die Anzahl der Polklemmen, die für die anderen Filter eines Telefons benötigt werden, ist ebenfalls viel größer beim E-TAC-System als bei anderen Systemen.

Es ist auch bekannter Stand der Technik, dass mit der Verkleinerung eines Resonators eine entsprechende Verringerung der Qualität einhergeht. Das führt als Wechselwirkung wiederum zu erhöhter Paßbandschwächung in den Filtern, was unerwünscht ist. Weil die Eigenschaften eines Filters sich entsprechend dem reduzierten Qualitätsfaktor der Resonatoren verschlechtern, wenn diese verkleinert werden, wurden zu ihrer Unterstützung andere Verfahren entwickelt. Demzufolge wurde eine Anzahl verschiedener Verfahren zum Bestimmen der Frequenz eines Resonators eingeführt.

In der Anmeldung EP-A-620 641 ist ein Verfahren beschrieben, um die spezifische Kurve eines Keramikresonators in die Frequenzebene zu übertragen. Dabei ist im elektromagnetischen Feld eines Resonators, der als Hauptresonator bezeichnet wird, ein zweiter Resonator positioniert, der als Nebenresonator bezeichnet ist. Ein Ende des Nebenresonators ist mittels eines regelbaren Resonators mit der Erdung des Schaltkreises koppelbar oder von ihr zu trennen. Ist der Schalter offen, so dient der Nebenresonator als ein Resonator, dessen Resonanzfrequenz von der Resonanzfrequenz des Hauptresonators verschieden ist, während bei Erdung dieses Nebenresonatorendes die Resonanzfrequenz des Nebenresonators sich der Resonanzfrequenz des Hauptresonators annähert und dabei ein Resonanztransfer stattfindet.

Das Abstimmen einer Resonatorfrequenz durch das Positionieren einer Serienschaltung einer Induktivität und einer Kapazitanzdiode innerhalb des Resonatorfeldes ist in der Patentanmeldung GB 2,141,880 beschrieben. Dabei ist auf der Endfläche eines im Gigahertzbereich arbeitenden dielektrischen Resonators eine geschlossene Schleife angeordnet, die zwei Induktivitäten und

Kapazitanzdioden zum Verbinden der Induktivitäten einschließt. Durch Verändern der Kapazität der Dioden mittels einer externen Regelspannung verändert sich die Induktivität der Schleife und deren Veränderung führt zu einer Veränderung der Resonanzfrequenz des Resonators. Die Veränderung kann bis zu 50 MHz betragen.

Ein anderes Verfahren ist in der Patentanmeldung GB-2 153 598 beschrieben, bei dem ein Resonanzschaltkreis im Feld eines Resonators positioniert ist, wobei die Resonanzfrequenz durch Verändern der Kapazität einer Kapazitanzdiode verändert wird.

Beim Stand der Technik erfolgt das Koppeln eines Hauptresonators mit einem Neben- oder Sekundärresonator typischerweise durch elektromagnetische Kopplung. Die Abschätzung im voraus mittels Berechnung eines Frequenzabstimmungskreises ist jedoch schwierig und schon geringe Divergenzen bei der physikalischen Positionierung hiervon relativ zum Hauptresonator beeinflusst die Kopplungseigenschaften. Solch eine Kopplung und eine genaue, wiederholbare Abstimmung dabei erfordern, dass die Positionen der jeweiligen Resonatoren genau wiederholt werden können. Dies ist in der Praxis jedoch schwierig und führt zur Veränderung der Abstimbarkeit der Resonatoren und ihrer Resonanzfrequenzen, wobei obendrein die Herstellung von Filtern unter Verwendung solcher Resonatoren kompliziert ist, weil solche Veränderungen kompensiert werden müssen, entweder bei der Herstellung oder sogar erst später.

Dokument FR-A-2 248 621 erläutert einen reaktiven Hilfsschaltkreis, der leitend mit einem Halbwellenübertragungsleitungsresonator in zwei Punkten gekoppelt ist. Dokumente US-A-4 186 360 und US-A-4 623 856 erläutern alternative Kompo-

nentenausbildungen für reaktive Hilfsschaltkreise, die mit Resonatoren koppelbar sind.

Gemäß der vorliegenden Erfindung wird ein Resonator für Übertragungsleitungen mit einem Blindwiderstand (Reaktanz) vorgeschlagen, der wahlweise dem Resonator in Parallelschaltung zuzuordnen ist, wobei der Blindwiderstand mit dem Übertragungsleitungsresonator leitend verbunden ist und mit ihm in zwei Koppelpunkten verbindbar ist, zwischen denen ein Teil der Länge des Übertragungsleitungsresonators sich befindet. Dieser Übertragungsleitungsresonator ist ein gewickelter Viertelwellenübertragungsleitungsresonator, der einen in der Form einer Zylinderspule gewickelten Leiter enthält sowie am einen Ende geerdet und am anderen Ende offen ist. Der Teil des Leiters zwischen dem geerdeten Ende und dem diesem Ende nächsten Koppelpunkt, ist wesentlich kürzer als der Teil des Leiters zwischen dem offenen Ende und dem diesem offenen Ende nächsten Koppelpunkt.

Außerdem ist gemäß der Erfindung ein Hochfrequenzfilter vorgesehen, das zumindest zwei Übertragungsleitungsschaltkreise einschließt und das mit Anschlüssen für die Zuleitung eines Hochfrequenzsignals in das Filter und für die Führung eines Hochfrequenzsignals aus dem Filter heraus sowie einem Regelschluß zur Führung einer Regelungsgleichspannung zu einem regelbaren Resonatorkreis versehen ist, um dessen Resonanzfrequenz zu ändern, wobei

- die Übertragungsleitung des regelbaren Übertragungsleitungsresonatorkreises mit zwei Koppelpunkten versehen ist, zwischen denen ein Teil der Länge der Übertragungsleitung angeordnet ist und von denen aus ein Blindwiderstand in Parallelanordnung elektrisch leitend mit dem Teil der Länge der Übertragungsleitung zwischen den Koppelpunkten verbunden ist, und

- der Regelanschluß operativ mit dem Blindwiderstandskreis gekoppelt ist und der Wert des Blindwiderstandes so bestimmt ist, dass er abhängig von einer Änderung der Regelgleichspannung geändert wird. Die Übertragungsleitung des regelbaren Übertragungsleitungsresonators ist ein gewickelter Viertelwellenübertragungsleitungsresonator mit einem in der Form einer Zylinderspule gewickelten Leiter und am einen Ende geerdet und am anderen Ende offen. Der Teil des Leiters zwischen dem Koppelpunkt nächst dem geerdeten Ende ist wesentlich kürzer als der Teil des Leiters zwischen dem offenen Ende und dem Koppelpunkt nächst diesem offenen Ende. Dies hat den Vorteil, dass eine elektrische Frequenzregelkopplung im Übertragungsleitungsresonator gegeben ist, die einfach herzustellen ist und die Verringerung der Größe des Filters ohne Beeinträchtigung der elektrischen Eigenschaften möglich macht.

Darüberhinaus kann der Scheinwiderstand in einem Bereich des Übertragungsleitungsresonators angekoppelt werden, in dem eine geringe Hochfrequenzspannung herrscht. Das macht die Verwendung einer Reaktanzdiode möglich (Varactor) und wirksam, weil nur ein niedrig vorgespannter Strom benötigt wird, um Strom zu überbrücken und vorzuspannen, der in parasitärer Rektifizierung (Fremdstromgleichrichtung) der Hochfrequenzspannung seine Ursache hat.

Unter dem Gesichtspunkt der Hersteller von Geräten der drahtlosen Telefonie wäre es vorteilhaft, wenn die Filter unterschiedlicher Systeme Kalisch gleich groß wären und die Hersteller solcher Geräte ähnliche Schaltkreisträger gleicher Größe verwenden könnten, auf denen die Gerätekomponenten installiert werden können. So könnten deutliche Einsparungen erzielt werden, weil nur ein für alle Geräte geeigneter Schaltkreisträger verfügbar sein müßte.

In Übereinstimmung mit einer ersten Ausführungsform besteht der reaktive Kreis aus einer Serienverbindung eines reaktiven Elements mit dem zu regelnden Schalter. Der Zustand des Schalters wird bestimmt durch eine externe regelnde Gleichspannung. Bei offenem Schalter übt das reaktive Element keinen Einfluß auf die Resonanzfrequenz des Resonators aus. Wenn der Schalter geregelt wird, um abgeschaltet zu sein, so wird die vorgenannte Teillänge des Resonators ersetzt durch die Parallelverbindung zwischen reaktivem Element und der Induktivität der Teillänge. Abhängig davon, ob das reaktive Element eine Induktivität oder eine Kapazität ist, steigt die Gesamtinduktivität der Parallelverbindung an oder sie wird geringer: falls das reaktive Element eine Kapazität ist, ist die Induktivität der Parallelverbindung höher als die Induktivität der Teillänge allein des Resonators. In einem solchen Fall ist die Resonanzfrequenz des Übertragungsleitungsresonators angestiegen. Falls das reaktive Element eine Induktivität ist, steht die Parallelverbindung zweier Induktivitäten in Frage, wobei die Induktivität des Übertragungsleitungsresonators abfällt und die Resonanzfrequenz niedriger wird. So übt die Verbindung einen unmittelbaren Einfluß auf die Länge des Resonators aus, d.h. auf dessen Induktivität, ohne dass jedoch das elektromagnetische Feld des Resonators beeinträchtigt wird, wie es beim Stand der Technik der Fall ist.

Insbesondere bei Anwendungsfällen mit der Verarbeitung großer Energien kann als Schalter eine PIN-Diode verwendet werden. Eine PIN-Diode kann so geregelt werden, dass sie durch Zu- und Durchführung eines Gleichstromes leitend wird. Wird Strom durch die Diode hindurchgeführt, verändert sich der hohe Widerstand  $R_j$  an der Diodenschnittstelle von mehreren Kiloohm zu

wenigen Ohm, und zwar abhängig von der Höhe des durch die Diode hindurchgehenden Stroms in der Weise, dass er umso geringer ist je höher der vorspannende Strom ist. Grob gesagt, kann die Diode als ein regelbarer Widerstand angesehen werden, wobei der Widerstandswert von nahezu "Null" bis zu einigen Kiloohm verändert werden kann.

Gemäß einer zweiten Ausführungsform schließt der reaktive Schaltkreis eine Kapazitanzdiode ein, deren Kapazitätswert (kapazitiver Blindwiderstand) mittels einer der Diode zuzuführenden externen Gleichstromregelspannung geregelt wird. Die Kapazitanzdiode kann auch für einen angemessenen Regelbereich mit einem Kondensator in Reihenschaltung verbunden sein. Wenn die Kapazität der Reaktanzdiode (Varactor) vergrößert wird, dann steigt die induktive Reaktanz an, wenn die Enden des Teiles des Übertragungsleitungsresonators betrachtet werden, mit dem der reaktive Schaltkreis in Parallelschaltung verbunden wurde. Als eine Folge hiervon fällt die Resonanzfrequenz des Resonators ab und, wenn die Kapazität der kapazitiven Blindwiderstandsdiode in Wechselwirkung kleiner wird, wird die der Resonanzfrequenz des Resonators höher. Wenn eine höhere Frequenzregelung des Resonators gewünscht wird, kann der Wert der mit Kapazitanzdiode in Reihe geschalteten Kapazität oder der Kapazitätbereich der Kapazitanzdiode erhöht werden. Der Kapazitätbereich kann dadurch vergrößert werden, dass ein größerer Wechsel der Vorspannungsspannung zur Anwendung kommt oder eine neue Kapazitanzdiode ausgewählt wird.

Ausführungsformen der Erfindung werden unten im einzelnen beschrieben, die jedoch nur beispielhaft sind und wobei auf die zugehörigen Zeichnungen Bezug genommen wird, in denen sind:

Fig. 1 eine Darstellung der Grundidee der Erfindung,

Fig. 2 eine Erläuterung einer ersten Ausführungsform der Erfindung, bei der der zu koppelnde Reaktanzschaltkreis kapazitiv ist,

Fig. 3 eine Darstellung einer ersten Ausführungsform der Erfindung, bei der der zu koppelnde Reaktanzschaltkreis induktiv ist,

Fig. 4 ein Amplitudenverlauf bei einem Filter, bei dem ein Frequenztransferschaltkreis gemäß der ersten Ausführungsform verwendet wird, und

Fig. 5 eine Darstellung eines reaktiven Schaltkreises gemäß einer zweiten Ausführungsform.

Fig. 1 zeigt in reduzierter Wiedergabe die Grundidee der vorliegenden Erfindung. Dabei ist parallel zu der Teillänge a bis b eines Übertragungsleitungsresonators, in diesem Fall eine Viertelwellenlänge, mit dieser eine reaktive Schaltung verbunden. Der reaktiven Schaltung wird eine externe Regelspannung zugeführt, deren Änderung eine Änderung des Reaktanzwertes der Schaltung zur Folge hat. Als Resultat ändert sich ein an den Punkten a, b gemessener Reaktanzwert beim Vergleich mit der Reaktanzänderung der reaktiven Schaltung und außerdem erfolgt eine Änderung des Induktivitätswertes des Übertragungsleitungsresonators. Das führt zu einer Änderung der Resonanzfrequenz.

Fig. 2 zeigt gemäß der ersten Ausführungsform einen Übertragungsleitungsresonator, im vorliegenden Fall ein gewickelter

Resonator, der in an sich bekannter Weise einen in der Form einer zylindrischen Spule gewickelten Leiter enthält und am freien Ende geerdet ist. Der Leiter ist in einem Metallgehäuse angeordnet, das als Erdungsanschluß dient, über den das freie Ende der Spule geerdet ist. Das andere Ende ist offen und zwischen ihm und dem Gehäuse herrscht eine vorgegebene Kapazität, eine sogenannte Ladekapazität. An einem vorbestimmten Punkt, parallel zum Resonatorleiter, parallel zum Resonator-  
teil TLIN2 zwischen den Punkten 1 und 2 in Fig. 2, ist eine serielle Verbindung aus einem reaktiven Element gemäß der Erfindung, Kapazität C und Schalter D hergestellt und angeschlossen. Hauptteil der Resonatorlänge bildet Teil TLIN3, und der Teil TLIN1 zwischen Anschlußpunkt 1 und der Erdung ist ziemlich kurz.

Der Schalter D ist eine PIN-Diode, deren Anode im Punkt 4 eine Regelgleichstromspannung V über die Wicklung L vom Anschluß 5 aus zugeführt wird. Der Wert der Induktivität der Spule L ist so ausgewählt, dass die Parallelresonanz der Spule bzw. Wicklung L sich bei einer im jeweiligen Zeitpunkt verwendeten Frequenz einstellt. Beträgt die Resonanzfrequenz des Resonators etwa 900 MHz, so variiert die Parallelresonanz von beispielsweise einer flächenverbundenen Wicklung mit einem Wert von 220 nH im Bereich von etwa 900 MHz, wobei die dabei auftretende Impedanz sehr hoch ist; als Ergebnis hiervon wird der Eingang eines 900 MHz Signals aus dem Resonator in eine V+ Spannung Zuführungsleitung verhindert.

Wenn die Regelspannung V auf einem angemessenen Wert angehoben wird, so wird die Diode D aus dem Zustand der Nichtleitfähigkeit (Außerbetriebzustand) in den Zustand der Leitfähigkeit umgestellt, in dem ihr Widerstand sehr gering ist. Der Über-

tragungsleitungsresonator ist so aus den Teilen TLIN1, TLIN2 und TLIN3 der Übertragungsleitung zusammengesetzt.

Die Induktivität des Übertragungsleitungsresonators TLIN1 und TLIN2 soll mit 5 nH und die von TLIN3 mit 70,17 nH belassen werden. Die Kapazität, die sich am Ende 3 von TLIN3 gegenüber der Erdungsebene zeigt, ist 0,39 pF, wobei die Parallelresonanzfrequenz des Übertragungsleitungsresonators 900 MHz ist. Ist die PIN-Diode ungespannt, so ist der Widerstand der Schnittstelle der Diode sehr hoch (beispielsweise 10 k Ohm), wobei die Einwirkung von ihr auf die Resonanzfrequenz des Resonators nicht signifikant ist. Wenn durch die Diode ein geringer Gleichstrom geleitet wird, so wird der Widerstand  $R_j$  der Schnittstelle der Diode sehr klein. Hierbei ist ein geringer Widerstand in paralleler Anordnung über den Kondensator C mit TLIN2 verbunden, angenommen werden können dabei 3 Ohm. Die Induktivität des Parallelkreises C-Rh-TLIN2, wie sie auf diese Weise bewirkt wird, wird in diesem Fall 6,58 Nanohenry betragen. Demzufolge wird die Induktivität von TLIN2 und der Parallelkopplung damit von 5 nH auf 6,58 nH gewachsen sein, wobei die Induktivität des Übertragungsleiters in gleicher Weise angestiegen ist. Hierbei ist die neue Resonanzfrequenz des Kreises 892,3 MHz, d.h. die Frequenz bewegt sich um etwa 7,7 MHz nach unten. Die Höhe einer Frequenzänderung kann beeinflusst werden, indem der Punkt der Anordnung von TLIN2, das ist der Kopplungspunkt 1 und 2, beeinflusst wird und die Werte von C verändert werden. Falls eine große Veränderung der Resonanzfrequenz des Übertragungsleiterresonators gewünscht wird, kann der Wert der Kapazität von C erhöht werden oder die elektrische Länge des Übertragungsleitungsresonators TLIN2 kann hinzugefügt werden.

Fig. 3 zeigt eine Abwandlung der ersten Ausführungsform. Das reaktive Element, das in Parallelanordnung mit dem Teil TLIN2 der Übertragungsleitung verbunden ist, ist ein Mikrostreifen MLIN mit einer vorgegebenen Induktivität und die Parallelverbindung enthält demzufolge eine Reihenverbindung dieses Teiles, des Kondensators C und der PIN-Diode. Der Zweck des Kondensators C ist lediglich die Verhinderung der Zuführung der Speisespannung V unmittelbar über den Resonator zur Erdung. Im Zustand der Nichtleitfähigkeit, d.h. wenn die angelegte Spannung "Null" ist, ist die Parallelverbindung wirkungslos für die Resonanzfrequenz der Übertragungsleitung, die bei der Komponentenanzordnung gemäß Fig. 1 bei etwa 900 MHz liegt. Wird nun die Diode leitfähig gemacht, indem die positive Spannung V angelegt wird, so wird eine Reihenverbindung aus einem niedrigwertigen Widerstand  $R_j$ , dargestellt durch die PIN-Diode, und dem Mikrostreifenleiter in Parallelschaltung mit TLIN2 hergestellt. Die Induktivität der Parallelschaltung  $R_j$ -MLIN-C-TLIN2, die sich dabei ergibt, beträgt 3,33 nH, falls die Komponentenwerte wie folgt sind:  $R_j = 3 \text{ Ohm}$ ,  $L_{\text{MLIN}} = 100 \text{ nH}$ ,  $C = 100 \text{ pF}$  und die Induktivität von TLIN2 = 5 beträgt. Demzufolge wird die induktive Kapazität des Teiles der Übertragungsleitung zwischen den Punkten 1 und 2 von 5 auf 3,3 nH geringer. Die gleiche Abnahme ist am gesamten Resonator festzustellen, sodass die Resonanzfrequenz des Resonators sich nach oben zu der Frequenz 909,5 MHz verändert, d.h. die Frequenz steigt um etwa 9,5 MHz an.

Bei einem Filteraufbau, implementiert mit Resonatoren wie in Fig. 2 dargestellt, ist die sich ergebende Amplitude des Filters, wenn die PIN-Diode nichtleitend ist, ähnlich der Darstellung in Fig. 4, und das Verhalten ist mit der Kurve 2 dargestellt. Es ist ersichtlich, dass die Frequenz des Resonators im Außerbetriebzustand niedriger ist als im Zustand, in dem

die PIN-Dioden leitfähig gemacht worden sind, wobei sich als Reaktion des Filters eine der Kurve 1 entsprechende Kurve ergibt, d.h. die Frequenz stieg an.

Unter Verwendung einer derart ausgebildeten Ausführungsform wird ein 4-Kreis-Sende- bzw. Fernmeldefilter hergestellt, dessen Eigenschaften eine Durchlaßschwächung von 1,7 dB und die Gegenschwächung 65 dB sind, während bei dem äquivalenten Filter, während der Festlegung, die Durchgangsschwächung 21 dB und die Gegenschwächung 65 dB sind. Zusätzlich zur Verringerung der Durchlaßschwächung, kann das Filter von 6,4 cm<sup>2</sup> auf 4,5 cm<sup>2</sup> verkleinert werden. Demzufolge kann das Filter in geringerer Größe mit besseren Eigenschaften hergestellt werden, was durch die Tatsache ermöglicht wird, dass die Breite des Umkehrbereichs des Filters nicht mehr sein muß als die Hälfte der verfügbaren Umkehrbandbreite. Die bei dem in Fig. 4 gezeigten Filter mögliche Amplitude zeigt, dass mit nicht führenden Dioden (Kurve 2) die Breite des Umkehrbandes  $Bw/2$  ist. Durch Annäherung des Resonators an eine andere Resonanzfrequenz, sodass die Amplitudenabhängigkeit wie mit der Kurve 1 dargestellt ist, ist auch in diesem Fall die Breite des Umkehrbandes  $Bw/2$ . Hierbei kann durch eine elektrische Regelung gemäß der Erfindung das Umkehrband mit der Breite  $Bw$  abgedeckt werden. Ohne jegliche Regelung würden die Resonatoren des Filters größere Abmessungen haben, eine größere Anzahl von Resonatoren müßte möglicherweise verwendet werden und die Durchlaßschwächung würde schlechter werden.

Eine zweite Ausführungsform der Erfindung ist in Fig. 5 dargestellt. Die Bezugszeichen sind die gleichen wie in Figen. 2 und 3, wenn immer möglich. Wie bereits oben ist der gewickelte Resonator in drei Teile unterteilt: TLIN1 zwischen Punkt 1 und

Erdung, TLIN2 zwischen den Punkten 1 und 2, TLIN3 zwischen den Punkten 1 und 3. Eine zwischen den Punkten 1 und 2 angekoppelte reaktive Schaltung besteht nun aus einer Kapazitätz (kapazitivem Widerstand), einer Reihenschaltung einer Kapazitätzdiode D und einem Kondensator C3 in der vorliegenden Abbildung. Ein Kondensator C<sub>5</sub> ist an den Resonator vom Punkt 1 zu Punkt 4 angekoppelt, um so die Größe des Regelbereichs der reaktiven Schaltung zu beeinflussen. Ein Widerstand R ist zwischen den Punkten 4 und 5 eingeschaltet, und durch sie wird die zur Regelung der Kapazitätzdiode benötigte Gleichspannung zugeführt, während die Trennung der Regelspannung des rf-Signals von der Versorgungsschaltung durch sie erfolgt. Die Funktion des Kondensators C<sub>5</sub> bei dessen Anordnung zwischen Punkt 5 und Erdung der Schaltung ist es, das schwache rf-Signal nach dem Passieren des Widerstandes R mit der Erdung kurzzuschließen.

Um die Arbeitsfähigkeit der zweiten Ausführungsform gemäß Fig. 5 zu prüfen, wird das Arbeiten der Schaltung überprüft und der Resonator wird als die LC-Schaltung unterstellt, die in der Nähe der Resonanzfrequenz als eine von einer Spule und einem Kondensator gebildete Parallelresonanzschaltung angesehen werden kann. Es wird die Induktivität von TLN1 mit 10 nH angenommen, die Induktivität von TLIN2 ebenfalls mit 10 nH und die von TLIN3 mit 60,19 nH und schließlich wird der Kapazitätzwert des Resonators bei Messung vom oberen Ende gegen die Erdung mit 0,39 pF angenommen. Der Wert der Kapazität des Kondensators C3 bei Serienschaltung mit der Kapazitätzdiode D ist 3,3 pF. Es ist eine Reaktanzdiode (Varactor) verfügbar, deren Kapazitätz geregelt werden kann, um den Bereich zwischen 18 pF und 11 pF verändern zu können.

Bei den obigen Komponentenwerten und wenn die Kapazitanzdiode auf einen Kapazitätswert von 18pF eingeregelt worden ist, werden für die Resonanzfrequenzen der Schaltung 791.018 MHz und 1146.288 MHz erhalten. Es erübrigt sich an sich, zu sagen, dass von diesen beiden Resonanzfrequenzen nur eine zur Verwendung ausgewählt wird. Wenn für den Wert 11 pF der Kapazitanzdiode eine externe Gleichspannung  $V_+$  der Regelung dient, dann werden für die Frequenzen der Resonanzschaltung 804.482 MHz und 1180.162 MHz zur Verfügung gestellt. Die Resonanzfrequenz des Resonators kann so mittels der obigen Komponentenwerte, annähernd 13.4 MHz, und die andere Resonanzfrequenz, annähernd 33,8 MHz, geregelt werden.

In der Schaltung wird die Reaktanz eines Teiles des Resonators, im vorliegenden Fall der Teil zwischen den Punkten 1 und 2, der induktiv ist, geändert, wobei tatsächlich durch Änderung der Kapazität der Reaktanzdiode die induktive Reaktanz des Resonatorteiles zwischen den Punkten 1 und 2 geändert wird. Steigt die Kapazität der Reaktanzdiode an, so erhöht sich die induktive Reaktanz, wobei die Resonanzfrequenz des Resonators niedriger wird; wenn die Kapazität der Kapazitanzdiode geringer wird, so fällt die induktive Reaktanz ab, womit die Resonanzfrequenz höher wird.

Wird eine größere Frequenzregelung des Resonators gewünscht, so kann der Wert der Kapazität des Kondensators in seiner Reihenschaltung mit der Kapazitanzdiode oder der Kapazitätbereich der Kapazitanzdiode erhöht werden. Der Kapazitätbereich kann dadurch vergrößert werden, dass die Vorspannung stärker verändert wird oder eine andere Kapazitanzdiode ausgewählt wird. Diese Arbeitsweise kann auch durch Erhöhung der induktiven Reaktanz der Kapazitanzdiode und des in Reihe geschalteten

Teiles des Resonators mit dem diesem in Parallelanordnung zugeordneten Kondensator durchgeführt werden.

Bei Verwendung der erfindungsgemäßen Ausbildung ist der Bau eines Bandsperrfilters, eines Bandpaßfilters oder einer Kombination von beiden möglich. Bei den Filtern kann eine Resonatorausbildung oder es können mehrere Resonatorausbildungen gemäß der Erfindung zur Anwendung kommen, wobei bei der ersten Ausführungsform ein Resonator oder mehrere Resonatoren zwischen der Nichtfunktionsposition und der Regelposition verstellt werden kann bzw. können oder es kann bei der zweiten Ausführungsform die Frequenzregelung gleitend erfolgen. Insbesondere bei Duplexfiltern, bei denen das Filter aus zwei Zweigen besteht, nämlich einem Sendezweig (RX) und einem Empfängerzweig (TX) kann die Filterausbildung gemäß der Erfindung in beiden Bereichen angewendet werden. Vorzugsweise erfolgt die Anwendung regelbarer Resonatoren im TX-Filter, bei dem ein höheres Energieniveau verarbeitet werden muß und dabei die Paßschwächung aus ökonomischen Gründen so gering wie möglich gehalten werden muß.

Insbesondere in einem Filter gemäß der zweiten Ausführungsform muß die Qualität der Resonatoren des Filters nicht so hoch sein wie in Testfiltern, weil eine Filteranwendung derart möglich ist, dass, was das Paßband anlangt, die Spitze der Durchdringungskurve des Filters festgelegt ist, d.h. der Punkt, in dem die Paßschwächung am geringsten ist und demzufolge auf die Frequenz des gewünschten Signals festgelegt werden kann. Demzufolge können mit einer solchen regelbaren Auslegung, was die Betätigung des Gerätes anlangt, erhebliche Vorteile erhalten werden, weil die festen Filter eine größere Schwächung erfahren, insbesondere an den Kanten des Paßbandes des Filters als in dessen mittlerem Bereich. Einer der Vorteile der Erfindung ist auch der geringe Energieverbrauch. Es ist in der Fachwelt bekannt, dass die Kapazitanzdioden für die Gegenrichtung vor-

gespannt wurden, sodaß der Durchgangsstrom minimal ist. Auch fehlt jede Notwendigkeit, den Energieverbrauch des Filters zu beachten, wenn der Energieverbrauch des gesamten Gerätes in Betracht gezogen wird.

Im Hinblick auf die vorstehende Beschreibung wird es dem Fachmann klar, dass verschiedene Änderungen vorgenommen werden können, ohne den Sinn der Erfindung zu verlassen. So muß beispielsweise der Übertragungsleitungsresonator kein schraubenförmig gewickelter Resonator sein; stattdessen kann er ein LC (L-Induktion, C-Kapazität), koaxialer oder Streifenleiterresonator sein, je nach dem verfolgten Zweck.

## Patentansprüche

1. Resonator für Übertragungsleitungen mit einem Blindwiderstand, der ihm wahlweise in Parallelschaltung zuzuordnen ist, wobei der Blindwiderstand mit dem Resonator leitfähig gekoppelt ist und mit ihm in zwei Koppelpunkten (1,2) verbindbar ist, zwischen denen der Übertragungsleitungsresonator auf einem Teil (TLIN2) seiner Länge eingeschlossen ist, **dadurch gekennzeichnet, dass**
  - der Übertragungsleitungsresonator ein gewickelter Viertelwellen-Übertragungsleitungsresonator ist, der einen Leiter einschließt, der die Form einer Zylinderspule hat und am einen Ende geerdet und am anderen Ende offen ist
  - der Teil (TLIN1) des genannten Leiters zwischen dem geerdeten Ende und dem Koppelpunkt (1) nächst dem geerdeten Ende wesentlich kürzer als der Teil (TLIN3) des Leiters zwischen dem offenen Ende und dem Koppelpunkt (2) nächst dem offenen Ende ist.
2. Übertragungsleitungsresonator nach Anspruch 1, bei dem ein Wechsel des Blindwiderstandwertes als Reaktion auf eine externe Gleichstromspannung (V+) erfolgt, wobei ein Wechsel des Blindwiderstandwertes zu einer Veränderung der Resonanzfrequenz des Übertragungsleitungsresonators führt.
3. Übertragungsleitungsresonator nach Anspruch 2, bei dem der Blindwiderstand ein von einer induktiven Komponenten und einem steuerbaren Schalter gebildeter Serienschaltkreis ist, wobei bei geschlossenem steuerbarem Schalter der Serienschaltkreis in Parallelschaltung mit dem genannten Teil (TLIN2) des Übertragungsleitungsresonators gekoppelt ist.

4. Übertragungsleitungsresonator nach Anspruch 3, bei dem die induktive Komponente ein Streifenleiter (MLIN) ist.
5. Übertragungsleitungsresonator nach Anspruch 2, bei dem der Blindwiderstand ein Serienschaltkreis aus einem Kondensator (C) und einem steuerbaren Schalter ist, bei dem, wenn der steuerbare Schalter geschlossen ist, der Serienschaltkreis in Parallelschaltung mit dem genannten Teil (TLIN2) des Übertragungsleitungsresonators gekoppelt ist.
6. Übertragungsleitungsresonator nach einem beliebigen der Ansprüche 3 bis 5, bei dem der regelbare Schalter eine PIN-Diode ist und dessen Kathode mit einem ersten Koppel- punkt (1) des Übertragungsleitungsresonators und die Steu- erspannung (V+) mit der Anode der PIN-Diode gekoppelt ist.
7. Übertragungsleitungsresonator nach Anspruch 1, bei dem der Blindwiderstand eine Kapazitätsdiode (D) aufweist, die in Parallelschaltung mit dem genannten Teil (TLIN2) des Über- tragungsleitungsresonators gekoppelt ist und eine Kathode eingeschlossen ist, die mit einer externen Steuergleich- spannung (V+) gekoppelt ist, wobei eine Veränderung der Steuergleichspannung zu einer Veränderung des Kapazitäts- wertes der Kapazitätsdiode führt und dabei auch der Reso- nanzfrequenz des Resonators.
8. Übertragungsleitungsresonator nach Anspruch 7, bei dem der Blindwiderstand eine serielle Verbindung zwischen der Ka- pazitätsdiode (D) und einem Kondensator (C) ist und die Steuergleichspannung (V+) an einen gemeinsamen Punkt zwi- schen ihnen gelegt wird.

9. Hochfrequenzfilter mit zumindest zwei Übertragungsleitungsresonatorschaltkreisen und mit Anschlüssen zur Übertragung eines Hochfrequenzsignals in das Filter hinein und aus diesem heraus sowie mit einem Steueranschluß zur Einführung einer Steuergleichspannung ( $V_+$ ) in einen steuerbaren Resonatorkreis, um dessen Resonanzfrequenz zu verändern, wobei
- die Übertragungsleitung des steuerbaren Übertragungsleitungsresonatorschaltkreises mit zwei Koppelpunkten (1,2) versehen ist, zwischen denen ein Teil (TLIN2) der Länge der Übertragungsleitung angeordnet ist und von diesen Koppelpunkten aus ein Blindwiderstand in Parallelschaltung mit dem genannten Teil (TLIN2) elektrisch leitend verbunden ist und
  - der Steueranschluß operativ an den Blindwiderstandsschaltkreis angeschlossen ist und der Wert des Blindwiderstandes bestimmt ist, um sich abhängig von einer Veränderung der Steuergleichspannung ( $V_+$ ) zu verändern
- dadurch gekennzeichnet, dass
- die Übertragungsleitung des steuerbaren Übertragungsleitungsresonatorschaltkreises ein gewickelter Viertelwellenübertragungsleitungsresonator ist mit einem in der Form einer zylindrischen Spule gewickelten Leiter und geerdeten einem Ende und offenem anderen Ende,
  - der Teil (TLIN1) des Leiters zwischen dem geerdeten Ende und dem Koppelpunkt (1) nächst dem geerdeten Ende wesentlich kürzer ist als der Teil (TLIN3) des Leiters zwischen dem offenen Ende und dem Koppelpunkt (2) nächst dem offenen Ende.
10. Hochfrequenzfilter nach Anspruch 9, bei dem der Blindwiderstand ein Serienschaltkreis, gebildet von einem induktiven Element und einem steuerbaren Schalter, ist und die Steuergleichspannung ( $V_+$ ) die Steuerspannung des genannten

Schalters ist, wobei, wenn die auf den Steueranschluß wirkende Spannung einen ersten Wert hat, der Schalter geschlossen ist und der reaktive Schaltkreis in Parallelschaltung mit dem genannten Teil (TLIN2) elektrisch leitend verbunden ist.

11. Hochfrequenzfilter nach Anspruch 9, bei dem der Blindwiderstand ein von einem kapazitiven Element (C) und einem steuerbaren Schalter gebildeter serieller Schaltkreis ist und die Steuergleichspannung (V+) die Steuerspannung des genannten Schalters ist, wobei, wenn die auf den Steueranschluß wirkende Spannung einen ersten Wert hat, der Schalter geschlossen ist und der reaktive Schaltkreis in Parallelschaltung mit dem genannten Teil (TLIN2) elektrisch leitend verbunden ist.
12. Hochfrequenzfilter nach Anspruch 10 bis 11, bei dem der steuerbare Schalter eine PIN-Diode ist mit einer Kathode, die mit einem Koppelpunkt (1) des Übertragungsleitungsresonators gekoppelt ist, wobei die Steuerspannung (V+) mit der Anode der PIN-Diode verbunden ist.
13. Hochfrequenzfilter nach Anspruch 9, bei dem der Blindwiderstand eine kapazitive Diode (D) enthält, die in Parallelanordnung mit dem genannten Teil (TLIN2) des Übertragungsleitungsresonators gekoppelt ist und deren Kathode an eine externe Steuergleichspannung (V+) gekoppelt ist, wobei ein Wechsel der genannten Steuergleichspannung zu einem Wechsel des Kapazitätswertes der kapazitiven Diode führt.

1/2 13001

3

Regelspannung  
CONTROL VOLTAGE

V+

REACTIVE CIRCUIT

reaktive  
Schaltung

a

b

TRANSMISSION LINE RESONATOR

Übertragungsleitungs-  
resonator

Fig. 1

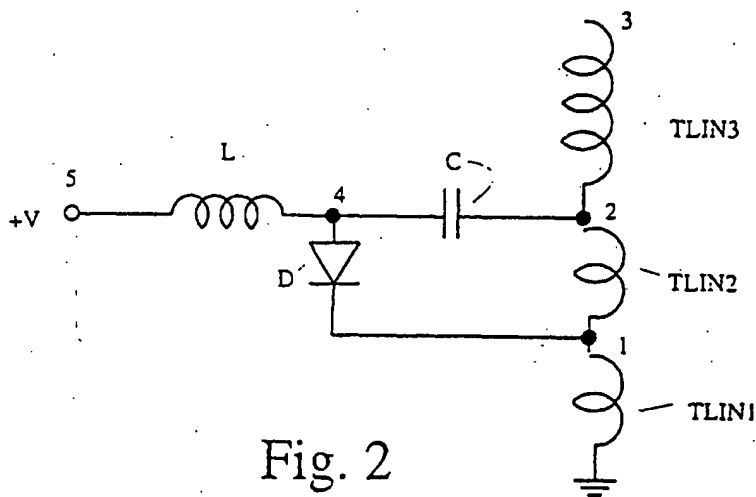


Fig. 2

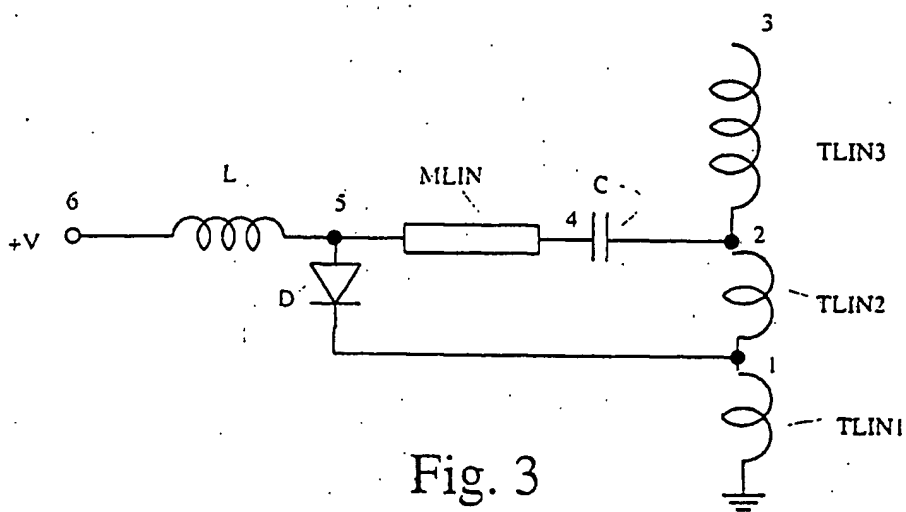


Fig. 3

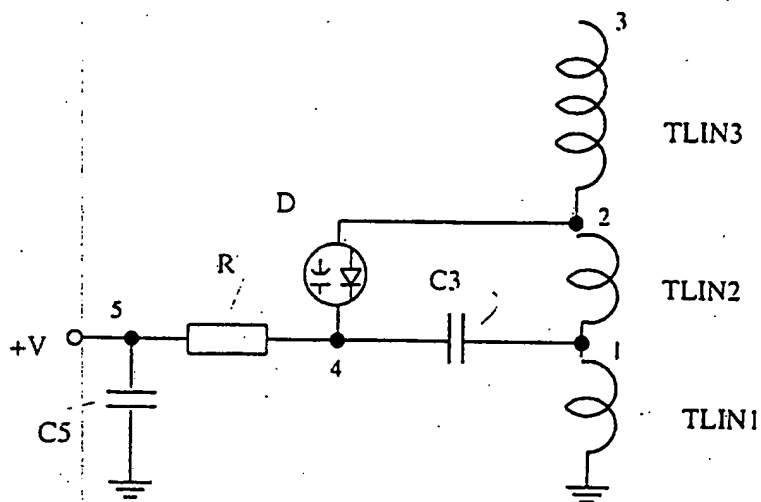


Fig. 5

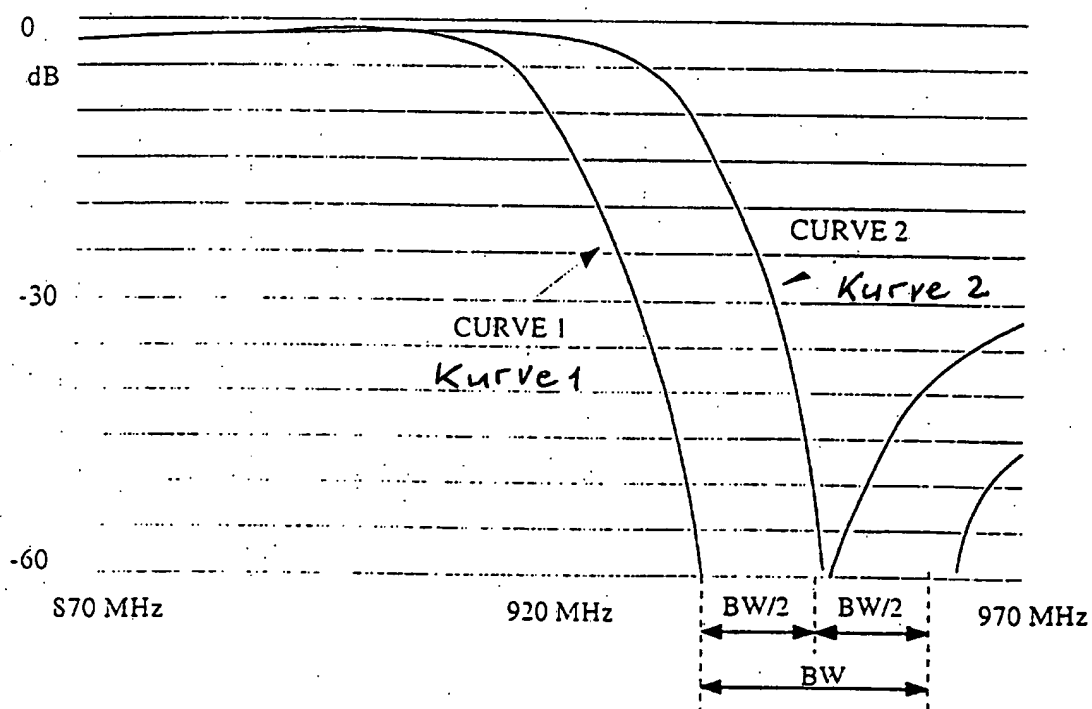


Fig. 4

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**